


REST AVAILABLE COPY

Also published as:


 EP0991212 (A2
 US6539065 (B1
 EP0991212 (A3
 CN1177421C (C

Abstract of JP2000115120

2006/02/15

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2000-115120

(P2000-115120A)

(43)公開日 平成12年4月21日(2000.4.21)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード(参考)
H 0 4 J 11/00		H 0 4 J 11/00	Z 5 K 0 0 4
H 0 4 B 1/16		H 0 4 B 1/16	G 5 K 0 2 2
// H 0 4 L 27/00		H 0 4 L 27/00	Z 5 K 0 6 1

審査請求 有 請求項の数 7 O L (全 15 頁)

(21)出願番号 特願平10-278895

(22)出願日 平成10年9月30日(1998.9.30)

(71)出願人 000005821

松下電器産業株式会社

大阪府門真市大字門真1006番地

(72)発明者 古川 博基

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(74)代理人 100078282

弁理士 山本 秀策

Fターム(参考) 5K004 AA01 BD01

5K022 DD13 DD17 DD19 DD32 DD34
DD42

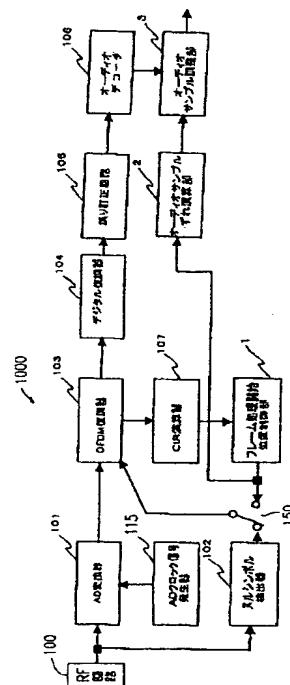
5K061 AA08 BB06 BB17 BB19 CC00
CC45 CC52 CD03 FF12

(54)【発明の名称】 デジタルオーディオ受信機

(57)【要約】 (修正有)

【課題】 シンボル干渉の影響を受けず、且つ、送受信間のクロック信号のずれによるオーディオサンプルのずれを補償する。

【解決手段】 伝送路特性信号を用いて第1伝送フレームのためのフレーム処理開始位置とフレーム処理開始基準位置との差を示す位置制御信号を復調器103に出力し、第2伝送フレームのためのフレーム処理開始位置を制御するフレーム処理開始位置制御部1と、位置制御信号に基づきオーディオ送信機におけるデータに含まれるサンプルとオーディオデコーダによって生成されるデータに含まれるサンプル間のサンプルずれ量を演算するオーディオサンプルずれ演算部2と、サンプルずれ量に従ってオーディオデコーダによって生成されるデータに含まれる複数のサンプルの数を調整し、再生データを選択的に出力するオーディオサンプル調整部3を含む。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 第 1 伝送フレームと該第 1 伝送フレームに続く第 2 伝送フレームとを含む複数の伝送フレームを受信するデジタルオーディオ受信機であって、

該複数の伝送フレームのそれぞれは、伝送フレームの開始位置を示すヌルシンボルと既知の情報を示すリファレンスシンボルと伝送すべきデータを示すデータシンボルとを有し、該ヌルシンボル、該リファレンスシンボルおよび該データシンボルのそれぞれは反射波によるシンボル間干渉を回避するためのガードインターバルを有しており、

該デジタルオーディオ受信機は、

固定された周波数のクロック信号に基づいて、該複数の伝送フレームをアナログ信号形式からデジタル信号形式に変換するアナログ-デジタル変換器と、

該アナログ-デジタル変換器から出力される該第 1 伝送フレームを該第 1 伝送フレームのための与えられたフレーム処理開始位置から復調する復調器と、

該復調器によって復調された該第 1 伝送フレームに含まれる該データシンボルに基づいて複数のオーディオサンプルを含むオーディオデータを生成する、オーディオデコーダと、

該復調器によって復調された該第 1 伝送フレームに含まれる該リファレンスシンボルに基づいて、伝送路特性を示す伝送路特性信号を生成する伝送路特性演算器と、

該伝送路特性信号を用いて該第 1 伝送フレームのための該フレーム処理開始位置と所定のフレーム処理開始基準位置との差を示す位置制御信号を該復調器に出力することにより、該第 2 伝送フレームのためのフレーム処理開始位置が該所定のフレーム処理開始基準位置となるように該第 2 伝送フレームのためのフレーム処理開始位置を制御する、フレーム処理開始位置制御部と、

該位置制御信号に基づいて、デジタルオーディオ送信機におけるオーディオデータに含まれるオーディオサンプルと該オーディオデコーダによって生成される該オーディオデータに含まれる該オーディオサンプルとの間のオーディオサンプルずれ量を演算するオーディオサンプルずれ演算部と、

該オーディオサンプルずれ量に従って、該オーディオデコーダによって生成される該オーディオデータに含まれる該複数のオーディオサンプルの数を調整し、オーディオ再生データを選択的に出力するオーディオサンプル調整部と、

該オーディオサンプル調整部によって出力されるオーディオ再生データに基づいて音声を再生する音声再生器と、

を備えるデジタルオーディオ受信機。

【請求項 2】 前記復調器は、前記複数の伝送フレームに含まれる前記ヌルシンボル、前記リファレンスシンボルおよび前記データシンボルに対して高速フーリエ変換

を行う直交周波数分割多重化復調器であって、

前記伝送路特性演算器は、前記伝送路特性信号であるチャンネルインパルス応答のパワー特性信号を発生するチャンネルインパルス応答演算器である、請求項 1 に記載のデジタルオーディオ受信機。

【請求項 3】 前記第 2 伝送フレームのための前記フレーム処理開始位置である前記所定のフレーム処理開始基準位置が、前記ヌルシンボルの前記ガードインターバル内の所定位置である、請求項 1 または 2 に記載のデジタルオーディオ受信機。

【請求項 4】 前記アナログ-デジタル変換器は、前記固定された周波数のクロック信号に基づくサンプリング周期でサンプリングを行うことにより、アナログ信号形式の伝送フレームを複数のサンプルを有するデジタル信号形式の伝送フレームに変換し、

前記オーディオサンプルずれ演算部は、

前記位置制御信号が示す前記フレーム処理開始位置と所定のフレーム処理開始基準位置との差に対応する、該アナログ-デジタル変換器において該サンプリング周期でサンプリングされた該複数のサンプルのサンプル数を累積記憶し、累積サンプル数として所定の期間保持する累積記憶部と、

該累積記憶部が累積記憶する該累積サンプル数の少なくとも一部を、前記オーディオサンプルのオーディオサンプル数に変換することにより、前記オーディオサンプルずれ量を演算するサンプル数変換部と、

該サンプル数変換部により変換された該累積サンプル数の少なくとも一部を前記累積記憶部から差し引くことにより、該累積記憶部の該累積サンプル数を修正する累積サンプル修正部と、

を含む請求項 1 から 3 のいずれかに記載のデジタルオーディオ受信機。

【請求項 5】 前記オーディオサンプル調整部は、モノラル、ステレオまたはマルチチャンネル再生に対応して、一つ以上のサンプル調整器を有しており、該一つ以上のサンプル調整器のそれぞれは、

前記オーディオデコーダから出力される前記オーディオデータが含む前記複数のオーディオサンプルのうちの一

定数のオーディオサンプルを蓄える入力バッファと、

該入力バッファに蓄えられた該一定数のオーディオサンプルを読み出し、クロスフェード処理を行いながらオーディオサンプルの追加もしくは削除処理を行い、補正オーディオデータを生成する、クロスフェード処理部と、

該クロスフェード処理部で 1 回の処理で追加もしくは削除するオーディオサンプル数を決定するサンプル調整制御部と、

該オーディオサンプルの追加もしくは削除を行わないときには該入力バッファに蓄えられた該一定数のオーディオサンプルを選択的に出力し、該オーディオサンプルの追加もしくは削除のいずれかを行う時には該クロスフェ

ード処理部の生成する該補正オーディオデータを選択的に出力する出力選択器と、

を含む請求項 1 から 3 のいずれかに記載のデジタルオーディオ受信機。

【請求項 6】 前記クロスフェード処理部は、第 1 の可変利得アンプと第 2 の可変利得アンプと、該第 1 及び第 2 の可変利得アンプの利得を制御する利得制御器と、該第 1 および第 2 の可変利得アンプの出力を加算する加算器と、前記サンプル調整制御器で決定されたオーディオサンプル数のオーディオサンプルの挿入もしくは削除に

対応して前記入力バッファに対して該第 1 の可変利得アンプと該第 2 の利得可変アンプに入力すべきオーディオサンプルのための 2 つのアドレスを生成するアドレス生成器とを有しており、

該利得制御器が、該第 1 の可変利得アンプに対しては、最初はゲインを大きく、徐々にゲインを下げるように制御し、該第 2 の可変利得アンプに対しては、最初はゲインを小さく、徐々にゲインを上げるように制御することを特徴とする、請求項 5 に記載のデジタル音声放送受信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、デジタルオーディオ受信機に関する。特に、欧州デジタル音声放送 (DAB) などのデジタル音声放送を受信するデジタルオーディオ放送受信機に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、デジタル音声放送受信機としては、General-purpose and application-specific design of a DAB channel decoder、EBCU Technical Review Winter 1993、p 25~35 および特開平 10-126353 号公報に、OFDM (orthogonal frequency division multiplex) 方式を採用した欧州 DAB 方式のデジタル音声放送受信機が示されている。

【0003】図 9 に OFDM (直交周波数分割多重) 方式の、従来のデジタル音声放送受信機 2000 を示す。従来のデジタル音声放送受信機 2000 は、デジタル音声放送送信機から受信した高周波信号をアナログベースバンド信号に変換する RF 回路 100、アナログベースバンド信号をサンプリングすることによりデジタルベースバンド信号に変換するアナログ-デジタル (AD) 変換器 101、アナログベースバンド信号のパワー包絡が

らヌルシンボルを検出し受信時の最初の伝送フレームのフレーム処理開始位置を決めるヌルシンボル検出器 102、AD 変換器 101 の出力するデジタルベースバンド信号をヌルシンボル、リファレンスシンボル、データシンボルと順次一定のシンボル周期で所定の数のサンプルを切り出して高速フーリエ変換 (FFT: fast fourier transform) を順次行うことにより各シンボルを OFDM 復調する OFDM 復調器 103、OFDM 復調器 103 の出力を $\pi/4$ シフト DQPSK (differential quadrature phase shift keying) 復調するデジタル復調器 104、デジタル復調器 104 の出力の誤り訂正を行う誤り訂正回路 105 および誤り訂正回路 105 の出力から送信側で圧縮されたオーディオデータを切り出し PCM 信号に伸長して、複数のオーディオサンプルを含むオーディオデータを生成するオーディオデコーダ 106 を有している。オーディオデコーダ 106 の出力するオーディオデータは、音声再生器 (不図示) により音声に再生される。

【0004】また、デジタル音声放送受信機 2000 は、リファレンスシンボルの FFT 結果に基づいて伝送路のチャネルインパルス応答 (CIR) のパワー特性を算出する CIR 演算器 107、CIR 演算器 107 の演算結果を用いて送信側のクロック信号と受信側のクロック信号との周波数におけるずれを検出して、受信側の電圧制御水晶発振器 (VCO) の電圧制御を行い、受信側のクロック信号を送信側のクロック信号に一致させるよう制御する VCO 制御器 108、VCO 制御器 108 の制御データをアナログ信号に変換するデジタル-アナログ (DA) 変換器 109、DA 変換器 109 の出力に基づく制御電圧により発振周波数を変化させる VCO 110 および VCO 110 のクロック信号を分周し AD 変換器 101 のサンプリング周期を規定するサンプリングクロック信号を発生する AD クロック信号発生器 111 を有している。

【0005】図 10 に示すように 1 つの伝送フレームは、伝送フレームの開始位置を示す信号レベルの極めて低いヌルシンボルと、既知の情報を持つリファレンスシンボルと、伝送すべきデータを示す複数のデータシンボルとから構成されている。デジタル音声放送受信機 2000 は、受信開始時はヌルシンボル検出器 102 が出力するヌルシンボル検出信号を、CPU (不図示) により制御されるスイッチ 120 を介して OFDM 復調器 103 が受け取ることにより FFT 処理を開始するように動作する。AD 変換器 101 から出力されたヌルシンボル、リファレンスシンボルおよびデータシンボルは、OFDM 復調器 103 において、好ましくはヌルシンボルのガードインターバルの中央の位置からシンボル間隔で順次 FFT 処理される。OFDM 復調器 103 で FFT 処理され周波数信号に変換されたリファレンスシンボルは、CIR 演算器 107 に送られる。CIR 演算器 10

7において、このリファレンスシンボルには既知のリファレンスシンボルの共役複素数が掛けられ、その結果がIFFT (inversion fast fourier transform) されることにより時間軸上の伝送路特性を示すチャンネルインパルス応答 (以下、CIRと呼ぶ) が算出される。CIRのパワー特性を計算することにより、直接波や反射波等の複数の受信波の相対的時間関係が分かる。

【0006】図11に示すようにCIRパワー特性から、直接波と反射波とが検出される。各シンボルは図10に示すように反射波に対して耐性を持たせるように、ガードインターバルと呼ばれる部分をシンボルの先頭に持つ。ガードインターバルはガードインターバルを除いた各シンボルの最後の1/4の部分のコピーである。そのため、各シンボルのサンプル数は、FFTすべきサンプル数の5/4倍の長さを有している。反射波がある場合、反射波は直接波より遅延してくるため、後続のシンボルへ干渉する。そこで、OFDM復調器103では、先行したシンボルの遅延成分を含まないように後続のシンボルに対してFFTを行うことにより、シンボル間干渉を低減し、誤りの少ない受信が可能となる。各シンボルがFFTに必要なサンプル数の5/4倍の長さを持つことを利用して、先行するシンボルによる反射波を含まないように、例えばガードインターバルの中央部から切り出してFFTを行うようにすることにより、少なくともガードインターバル長の1/2以内の遅延波は後続のシンボルに干渉しない。VCXO制御器108は、図10に示すCIRパワー特性のパワーの重心位置がガードインターバルの中央になるようにVCXO110のクロックを以下のように制御する。CIRパワーの重心位置がガードインターバルの1/2より時間的に早い位置にある場合は、FFTの切り出しが遅い。そこでVCXO110のクロックを早くして、切り出し位置を前にずらすように制御する。逆に、CIRパワーの重心位置がガードインターバルの1/2より時間的に遅い位置にある場合は、FFTの切り出しが早すぎる。そこでVCXO110のクロックを遅くして、切り出し位置を後ろにずらすように制御する。最初のインパルスがガードインターバルの中央になると、少なくともガードインターバルの1/2の時間内の遅延波によりシンボル間干渉が発生することは無くなる。

【0007】以上のように、CIRパワー特性のインパルスの位置がガードインターバルの中央になるように制御することにより、反射波によるシンボル間干渉を抑圧できる。また、インパルスの位置が一定であるということは、送受信間のDAB伝送フレーム長が同じであるということである。このことは、送信側のクロック信号に対して受信側のオーディオ再生用のクロック信号が同期することによりオーディオ信号が安定して再生されることを意味する。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記のような構成では、受信側のクロック信号を送信側のクロック信号に同期させるため、周波数を変化させることができるVCXOと、VCXOに与える電圧を出力するためのDA変換器が必要になり、デジタル音声放送受信機を実現するためのコストアップとなる。一方、周波数を変化させることができるVCXOを用いずに、固定周波数の発振器を用いてデジタルオーディオ受信機を制御すると、送受信間のクロック信号のずれが発生した場合に、送受信間でオーディオサンプルを得るためのサンプリングクロック信号にずれが生じ、送信側に対して受信側のオーディオ再生が同期しなくなる。例えば、送信側のクロック信号に対して受信側のクロック信号が速い場合は、再生すべきオーディオサンプルがなくなり音飛びが生じる。送信側に対して、受信側のクロック信号が遅い場合は、オーディオデコード処理が間に合わなくなり、一部のサンプルが再生できなくなる。いずれの場合も、ノイズが発生するといった問題がある。

【0009】本発明は上記課題に鑑み、固定周波数の発振器を用いながら、反射波によるシンボル干渉の影響を受けないようにOFDM処理位置を制御するとともに送受信間のクロック信号のずれによるオーディオサンプルのずれを補償し、オーディオ再生データを安定に再生できるデジタルオーディオ受信機を提供するものである。

【0010】

【課題を解決するための手段】本発明のデジタルオーディオ受信機は、第1伝送フレームと該第1伝送フレームに続く第2伝送フレームとを含む複数の伝送フレームを受信するデジタルオーディオ受信機であって、該複数の伝送フレームのそれぞれは、伝送フレームの開始位置を示すヌルシンボルと既知の情報を示すリファレンスシンボルと伝送すべきデータを示すデータシンボルとを有し、該ヌルシンボル、該リファレンスシンボルおよび該データシンボルのそれぞれは反射波によるシンボル間干渉を回避するためのガードインターバルを有しており、該デジタルオーディオ受信機は、固定された周波数のクロック信号に基づいて、該複数の伝送フレームをアナログ信号形式からデジタル信号形式に変換するアナログデジタル変換器と、該アナログデジタル変換器から出力される該第1伝送フレームを該第1伝送フレームのための与えられたフレーム処理開始位置から復調する復調器と、該復調器によって復調された該第1伝送フレームに含まれる該データシンボルに基づいて複数のオーディオサンプルを含むオーディオデータを生成するオーディオデコーダと、該復調器によって復調された該第1伝送フレームに含まれる該リファレンスシンボルに基づいて、伝送路特性を示す伝送路特性信号を生成する伝送路特性演算器と、該伝送路特性信号を用いて該第1伝送フレームのための該フレーム処理開始位置と所定のフレーム処理開始基準位置との差を示す位置制御信号を該復調

器に出力することにより、該第2伝送フレームのためのフレーム処理開始位置が該所定のフレーム処理開始基準位置となるように該第2伝送フレームのためのフレーム処理開始位置を制御するフレーム処理開始位置制御部と、該位置制御信号に基づいて、デジタルオーディオ送信機におけるオーディオデータに含まれるオーディオサンプルと該オーディオデコーダによって生成される該オーディオデータに含まれる該オーディオサンプルとの間のオーディオサンプルずれ量を演算するオーディオサンプルずれ量演算部と、該オーディオサンプルずれ量に従って、該オーディオデコーダによって生成される該オーディオデータに含まれる該複数のオーディオサンプルの数を調整し、オーディオ再生データを選択的に出力するオーディオサンプル調整部と、該オーディオサンプル調整部によって出力されるオーディオ再生データに基づいて音声を再生する音声再生器とを備えており、そのことによって上記目的を達成する。

【0011】前記復調器は、前記複数の伝送フレームに含まれる前記ヌルシンボル、前記リファレンスシンボルおよび前記データシンボルに対して高速フーリエ変換を行う直交周波数分割多重復調器であって、前記伝送路特性演算器は、前記伝送路特性信号であるチャンネルインパルス応答のパワー特性信号を発生するチャンネルインパルス応答演算器であってもよい。

【0012】前記第2伝送フレームのための前記フレーム処理開始位置である前記所定のフレーム処理開始基準位置が、前記ヌルシンボルの前記ガードインターバル内の所定位置であってもよい。

【0013】前記アナログーデジタル変換器は、前記固定された周波数のクロック信号に基づくサンプリング周期でサンプリングを行うことにより、アナログ信号形式の伝送フレームを複数のサンプルを有するデジタル信号形式の伝送フレームに変換して、前記オーディオサンプルずれ演算部は、前記位置制御信号が示す前記フレーム処理開始位置と所定のフレーム処理開始基準位置との差に対応する、該アナログーデジタル変換器において該サンプリング周期でサンプリングされた該複数のサンプルのサンプル数を累積記憶し、累積サンプル数として所定の期間保持する累積記憶部と、該累積記憶部が累積記憶する該累積サンプル数の少なくとも一部を、前記オーディオサンプルのオーディオサンプル数に変換することにより、前記オーディオサンプルずれ量を演算するサンプル数変換部と、該サンプル数変換部により変換された該累積サンプル数の少なくとも一部を前記累積記憶部から差し引くことにより、該累積記憶部の該累積サンプル数を修正する累積サンプル修正部とを含む構成であってもよい。

【0014】前記オーディオサンプル調整部は、モノラル、ステレオまたはマルチチャンネル再生に対応して一つ以上のサンプル調整器を有しており、該一つ以上のサ

ンプル調整器のそれぞれは、前記オーディオデコーダから出力される前記オーディオデータが含む前記複数のオーディオサンプルのうち一定数のオーディオサンプルを蓄える入力バッファと、該入力バッファに蓄えられた該一定数のオーディオサンプルを読み出し、クロスフェード処理を行いながらオーディオサンプルの追加もしくは削除処理を行い、補正オーディオデータを生成する、クロスフェード処理部と、該クロスフェード処理部で1回の処理で追加もしくは削除するオーディオサンプル数を決定するサンプル調整制御器と、該オーディオサンプルの追加もしくは削除を行わないときには該入力バッファに蓄えられた該一定数のオーディオサンプルを選択的に出力し、該オーディオサンプルの追加もしくは削除のいずれかを行う時には該クロスフェード処理部の生成する該補正オーディオデータを選択的に出力する出力選択器とを含む構成であってもよい。

【0015】前記クロスフェード処理部は、第1の可変利得アンプと第2の可変利得アンプと、該第1及び第2の可変利得アンプの利得を制御する利得制御器と、該第1および第2の可変利得アンプの出力を加算する加算器と、前記サンプル調整制御器で決定されたオーディオサンプル数のオーディオサンプルの挿入もしくは削除に対応して前記入力バッファに対して該第1の可変利得アンプと該第2の利得可変アンプに入力すべきオーディオサンプルのための2つのアドレスを生成するアドレス生成器とを有しており、該利得制御器が、該第1の可変利得アンプに対しては、最初はゲインを大きく、徐々にゲインを下げるように制御し、該第2の可変利得アンプに対しては、最初はゲインを小さく、徐々にゲインを上げるように制御されていてもよい。

【0016】前記サンプル調整制御器が、複数のオーディオサンプルの削除もしくは挿入を行う場合には、1オーディオサンプルの追加もしくは削除を一定時間間隔で複数回行うことにより複数サンプルの追加もしくは削除を行うようであってもよい。

【0017】以下に作用について説明する。

【0018】本発明によれば、固定された周波数のクロック信号に基づいて、複数の伝送フレームがアナログ信号形式からデジタル信号形式に変換される。このように、アナログーデジタル変換に従来必要であった電圧制御水晶発振器(VCXO)は不要となる。これにより、デジタルオーディオ受信機のコストが低減される。この場合にも、フレーム処理開始位置制御部が伝送フレームの復調開始位置を制御することにより、復調開始位置がずれることが低減されるので、各シンボルを良好に復調できる。さらに、送信側のクロック信号と受信側のクロック信号とが同期していないことによって発生するオーディオサンプルずれ量は、オーディオサンプルずれ量演算部とオーディオサンプル調整部とによって補償される。これにより、送信側のクロック信号と受信側のクロ

ック信号とを同期させることなく、デジタルまたは安静を再生することが可能になる。

【0019】復調器を高速フーリエ変換を行う直交周波数分割多重復調器とし、伝送路特性演算器を伝送路特性信号であるチャンネルインパルス応答のパワー特性信号を発生するチャンネルインパルス応答演算器とすれば、欧州DAB方式の通信に対応する受信機が得られる。

【0020】さらに、フレーム処理開始位置をヌルシンボルのガードインターバル内の所定位置にすることにより、遅延する反射波が次の伝送フレームの復調に影響を及ぼさないようにすることができる。

【0021】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照しながら本発明の実施形態を説明する。

【0022】図1は、本発明の実施形態のデジタルオーディオ受信機1000の構成を示す。本実施形態では、直交周波数分割多重（OFDM）方式を用いるDAB方式の通信で用いられるデジタルオーディオ受信機を例示する。受信する複数の伝送フレームのそれぞれは、図10に示されるように伝送フレームの開始位置を示す信号レベルの極めて低いヌルシンボルと、既知の情報を持つリファレンスシンボルと、伝送すべきデータを示す複数のデータシンボルとから構成されている。各シンボルは、反射波によりシンボル間干渉を回避するためのガードインターバルを有している。

【0023】図1において、デジタルオーディオ受信機1000は、RF回路100、アナログーデジタル（AD）変換器101、ヌルシンボル検出器102、直交周波数分割多重（OFDM）復調器103、デジタル復調器104、誤り訂正回路105、オーディオデコーダ106およびCIR演算器107を有している。これらの構成要素は従来のデジタルオーディオ受信機が有するものと同様である。

【0024】RF回路100は、デジタル音声放送送信機（不図示）から受信した高周波信号をアナログベースバンド信号に変換し、AD変換器101は、ADクロック信号発生器115からのクロック信号に基づいて、アナログベースバンド信号をサンプリングすることによりデジタルベースバンド信号に変換する。ヌルシンボル検出器102は、RF回路100から受け取ったアナログベースバンド信号のパワー包絡からヌルシンボルを検出し、CPU（不図示）により制御されるスイッチ150を介してヌルシンボル検出信号をOFDM復調器103に出力することにより、OFDM復調器103での最初の、すなわち受信開始時の伝送フレームの処理開始位置を決定する。OFDM復調器103は、最初の伝送フレームに関しては、ヌルシンボル検出器102から受け取ったヌルシンボル検出信号に基づくフレーム処理開始位置から高速フーリエ変換（FFT）処理を開始する。OFDM復調器103において、AD変換器101から出

力されたデジタルベースバンド信号は、フレーム処理開始位置から、ヌルシンボル、リファレンスシンボル、データシンボルと順次一定のシンボル周期で所定の数のサンプルが切り出されてFFTが順次行われ、各シンボルが周波数信号に変換される。デジタル復調器104はOFDM復調器103の出力を $\pi/4$ シフトDQPSK (differential quadriphase phase shift keying) 復調し、誤り訂正回路105はデジタル復調器104の出力の誤り訂正を行い、オーディオサンプルを生成するためのデータシンボルに基づくデータを出力する。オーディオデコーダ106は誤り訂正回路105の出力から送信側で圧縮されたオーディオデータを切り出しPCM信号に伸長することにより、ADクロック信号発生器115からのクロック信号に基づいてオーディオサンプルを生成し、これらを含むオーディオデータを出力する。

【0025】一方、OFDM復調器103でFFT処理され周波数信号に変換されたリファレンスシンボルは、CIR演算器107に送られる。CIR演算器107において、このリファレンスシンボルには既知のリファレンスシンボルの共役複素数が掛けられ、その結果が高速フーリエ逆変換（IFFT: inversion fast fourier transform）されることにより時間軸上の伝送路特性を示すチャンネルインパルス応答（CIR）が算出される。CIRのパワー特性を計算することにより、直接波や反射波等の複数の受信波の相対的時間関係が分かる。

【0026】また、デジタルオーディオ受信機1000は、固定周波数クロック信号発生器であるアナログーデジタル（AD）クロック信号発生器115を有している。ADクロック信号発生器115は、AD変換器101のサンプリングクロックとしての固定クロック信号を発生する。従って、本実施形態においてはAD変換器101は、各伝送フレームに対して固定された周波数のクロック信号に基づいてサンプリングを行う。

【0027】デジタルオーディオ受信機1000は、フレーム処理開始位置制御部1をさらに有している。フレーム処理開始位置制御部1は、CIR演算器107で算出した時間軸上の伝送路特性を示すチャンネルインパルス応答（CIR）パワー特性を用いて、最初の伝送フレームに続く、次の伝送フレームの最初のシンボルであるヌルシンボルのFFT切り出し位置、すなわちOFDM復調のフレーム処理開始位置を、好適にはAD変換器のサンプリング周期単位で制御することにより、時間的に連続して送信されている各シンボル間の干渉をできるだけ少なくするために設けられる。

【0028】上述の記載から理解されるように、最初（受信開始時）の伝送フレームに関しては、従来のデジタルオーディオ受信機2000も本実施形態のデジタルオーディオ受信機1000も、ヌルシンボル検出器100からのヌルシンボル検出信号に基づいて、OFDM復調器103におけるFFT切り出し位置を制御する。し

かしながら、後続する伝送フレームに関しては、従来例ではVCOのクロック周波数を変化させることにより、FFT切り出し位置を制御するのに対し、本実施形態では、ヌルシンボルのFFT開始位置を直接的に制御する。

【0029】フレーム処理開始位置制御部1の詳細を図2を参照しながら説明する。ここでは、説明を簡単にするために、直接波のみが受信されている場合のCIRパワー特性のインパルスが1本の場合について主に説明する。ただし、CIRパワー特性が、直接波と反射波とに対応する複数のインパルスを有している場合にも、例えばこれらのインパルスの重心位置を用いる従来の方法を適用することにより、インパルスが1本の場合と同様の説明が適応されることは容易に理解される。

【0030】図2に示すように、フレーム処理開始位置制御部1は、CIR演算器107の出力するCIRパワー特性に基づいて、伝送路特性によって決まる伝送路パラメータを測定するパラメータ測定部1aを有する。伝送路パラメータは、例えば、通常直接波である最大パワーを有するインパルス（最大インパルス）が発生する時間パラメータであってよい。また、直接波のインパルスと反射波のインパルスとから決定される時間軸上の重心位置であってもよい。

【0031】パラメータ測定部1aによって測定された伝送路パラメータは、次にパラメータ比較器1bに出力され、パラメータ比較器1bにおいて伝送路パラメータと所定のターゲットとの差が測定される。所定のターゲットとは、パラメータ比較器1b内に予め格納されている、CIRパワー特性に関する基準パラメータである。例えば、所定のターゲットは、伝送路パラメータが最大インパルスが発生する時間パラメータである場合、ヌルシンボルのガードインターバルの中央の位置を表す時間であり得る。この場合、伝送路パラメータと所定のターゲットが一致しているということは、時間軸上で最大インパルスがヌルシンボルのガードインターバルの中央の位置に発生することを意味し、伝送路パラメータと所定のターゲットがずれているということは、時間軸上で最大インパルスがヌルシンボルのガードインターバルの中央の位置からずれた位置に発生することを意味する。その後、パラメータ比較器1bにおいて測定された、伝送路パラメータと所定のターゲットとの差に基づく位置制御信号が、スイッチ150を介してOFDM復調器103に出力され、次の伝送フレームのフレーム処理開始位置が制御される。以下に、次の伝送フレームのフレーム処理開始位置の制御について具体的に説明する。

【0032】まず、送信側のクロック信号と受信側のクロック信号とがずれている場合、どのように伝送路特性を示すCIRパワー特性が変化するかについて説明する。受信機1000においては、AD変換器101は、固定周波数のADクロック信号発生器115からのクロ

ック信号に基づくサンプリング周期で順次サンプルを生成する。このようにしてサンプリングされた所定数のサンプルを、OFDM復調器103は、最初の伝送フレームについてはヌル検出信号に基づくフレーム処理開始位置から切り出してFFTを行うことにより各シンボルを復調するが、続く伝送フレームに対しては受信機側で推定したDAB伝送フレーム長を基に決定されたフレーム処理開始位置から切り出してFFTを行うことにより各シンボルを復調する。受信機1000においてDAB伝送フレーム長は、所定のサンプル数×サンプリング周期（サンプリングクロック）により推定されるため、送信側クロック信号に対して受信側クロック信号（すなわちADクロック信号発生器115が出力するクロック信号）が遅い場合、AD変換器101のサンプリングクロックを基に推定した受信側DAB伝送フレーム長は、送信側DAB伝送フレーム長より長くなる。この場合、次の伝送フレームに対するFFTの切り出し位置は、前の伝送フレームに比べて相対的に遅くなる。その結果、図7（A）に示すようにCIRパワー特性のインパルスは、ターゲットの位置（ガードインターバルの中央）より前にずれる。

【0033】フレーム処理開始位置制御部1は、パラメータ比較器1bにおいてこの差を測定しており、測定した差に基づき、次のDAB伝送フレームではCIRパワー特性のインパルスの位置がガードインターバルの中央となるように、次の伝送フレームのフレーム処理開始位置を早くするための位置制御信号をOFDM復調器103に出力する。すなわち位置制御信号は、送信側と受信側との間のクロック信号ずれに基づく、補正すべき時間軸上のずれを表す信号である。従って、位置制御信号は、例えばAD変換器のサンプリング周期単位での補正すべき時間を示す信号であり得、また補正すべき時間をサンプル数に換算した（すなわちサンプリング周期で除算した）補正すべきサンプル数を示す信号であり得る。

【0034】逆に、送信側クロック信号に対して受信側クロック信号が速い場合、受信機において推定しているDAB伝送フレーム長は、本来の送信機におけるDAB伝送フレーム長より短くなる。この場合、次の伝送フレームに対するFFTの切り出し位置は、前のフレームに比べて相対的に早くなり、その結果、図6（B）に示すようにCIRパワー特性のインパルスは、ターゲットの位置（ガードインターバルの中央）より後ろにずれる。フレーム処理開始位置制御部1は、CIRパワー特性のインパルスの位置が次のDAB伝送フレームではガードインターバルの中央となるように、FFTの切り出しを遅くするようにOFDM復調器103を制御する。実際には反射波があるため、従来例のようにCIRパワーの重心が目標位置になるように制御したり、CIRパワー特性の最大のインパルスが目標位置になるように制御することにより反射波によるシンボル干渉を低減できる。

目標位置をヌルシンボルのガードインターバルの中央に設定すれば、少なくともガードインターバル長の1/2内に発生する反射波の次のフレームに対する影響は防ぐことができる。

【0035】以上のように、伝送フレームのヌルシンボルに対するFFT切り出し位置を直接的に制御することにより、受信側のクロック信号が送信側のクロック信号に対してずれている場合にも、OFDM復調器において反射波によるシンボル干渉を低減するように各シンボルのFFT切り出しを行うことが可能となる。

【0036】このように、本実施形態においては、固定周波数クロック信号を使用しているのにもかかわらず、反射波によるシンボル干渉を低減して好適に各シンボルを復調することが可能である。しかし、依然として送信側のクロック信号と受信側のクロック信号とが同期していないことから、従来のクロック信号同期手段を有するデジタルオーディオ受信機と同様の方法を用いてデータシンボルに基づくオーディオサンプルを生成すると、送信側のオーディオサンプル数と受信側のオーディオサンプル数との間にずれが生じ、結果的に再生される音声は、音声の飛びや、再生されない音声を含んでしまうことになる。本実施形態のデジタルオーディオ受信機1000は、オーディオサンプル数のずれを補償するために、オーディオサンプルずれ演算部2およびオーディオサンプル調整部3とを更に有している。以下に、本実施形態におけるオーディオサンプルずれ演算部2とオーディオサンプル調整部3とを用いた、送受信間のクロック信号のずれによるオーディオサンプルずれの補償について詳細に説明する。

【0037】オーディオサンプルずれ演算部2は、フレーム処理開始位置制御部1の出力する位置制御信号を、送受信間のオーディオサンプルずれ量に変換する。位置制御信号は、上述したように、例えばAD変換器のサンプリング周期単位での送受信間の時間的なずれを示す信号であってよい。この場合、位置制御信号はAD変換器が発生するサンプル数のずれとして考えることができる。以下に示す実施形態では、位置制御信号はサンプル数のずれ(補正すべきサンプル数)を示す信号であるとする。オーディオサンプル調整部3は、オーディオサンプルずれ演算部2で算出したオーディオサンプルずれ量を基に、オーディオデコーダ106から出力されるPCM信号に伸長されたオーディオサンプルを含むオーディオデータに対してオーディオサンプルずれ量を挿入あるいは削除を行い、送受信間のオーディオサンプルずれを補償するよう調整したオーディオ再生データを出力するものである。以下に、オーディオサンプルずれ演算部2およびオーディオサンプル調整部3の動作について詳細に説明する。

【0038】図3はオーディオサンプルずれ演算部2の詳細を示す。送信側クロック信号に対して受信側クロッ

ク信号が遅い場合、前述したようにフレーム処理開始位置制御部1は、ヌルシンボルの切り出しを早く行うようにAD変換器101のサンプリング周期またはサンプル数単位での位置制御信号をOFDM器103に出力する。このように、ヌルシンボルの切り出しを早く行うように制御する場合は位置制御信号の示すサンプル数を負とし、逆に送信側クロック信号に対して受信側クロック信号が速いためヌルシンボルの切り出しを遅くするように制御する場合は正として、各伝送フレーム毎に調整を行ったサンプル数の累積を累積サンプル数記憶部21で演算記憶する。累積サンプル記憶部21で記憶されている累積されたサンプル数の符号が負の場合は受信側クロック信号が遅いのでオーディオサンプルの削除、正の場合は受信側クロック信号が速いのでオーディオサンプルの挿入を行う。サンプル数変換部22では、累積サンプル数記憶部21で記憶されているサンプル数を対応するオーディオサンプル数に変換する。例えばオーディオ出力サンプリング周波数が48kHz、AD変換器のサンプリング周波数が2048kHzの場合について説明する。この場合、オーディオサンプリング周期は1/48kHz、累積サンプル記憶部21で記憶されているAD変換器のサンプリング周波数は1/2048kHzである。従って、1オーディオサンプルは、AD変換器101でのサンプルの42.66

6...サンプルに相当する($1/48\text{kHz} \div 1/2048\text{kHz} = 42.666\dots$)。好適には、サンプル数変換部22では、小数点以下を含む変換率で変換するのではなくそれぞれのサンプル数が共に整数での変換が可能となるように、累積サンプル記憶部21で記憶されているサンプル数128をオーディオサンプル数3に変換する。このようにすることで、正確な変換を得ることができる。例えば、累積サンプル記憶部21で記憶しているサンプル数が128以上となり130となった場合、サンプル数変換部22はオーディオサンプルずれ量として3を出力する。累積サンプル数修正部23は、サンプル数変換部22の出力の3オーディオサンプルから、AD変換サンプル数として128サンプルを逆算し、累積サンプル数記憶部21からこの分を差し引く。すなわちこの時点で累積サンプル数記憶部21で記憶されるサンプル数は $130 - 128 = 2$ サンプルとなる。この後累積サンプル記憶部21に記憶される2サンプルに、次の伝送フレームのずれを示す位置制御信号に基づくサンプル数が加算されていくことになる。従って、順次信号処理される伝送フレームの全体に対しては、正確なサンプルずれ補償を得ることができる。

【0039】また、累積サンプル数記憶部21で記憶されているサンプル数が-130となった場合は、サンプル数130の場合と符号が異なるだけであり、サンプル数変換部22はオーディオサンプルずれ量として-3を出力し、累積サンプル数修正部23は、AD変換サンプル数として-128サンプルを算出し、累積サンプル数

記憶部 21 から差し引き、累積サンプル数記憶部 21 で記憶されるサンプル数は $(-130) - (-128) = -2$ サンプルとなる。

【0040】なお、上述の例では、サンプル数変換を正確に行うために、AD変換器のサンプル 128 に相当する 3 オーディオサンプル単位で補正すべきオーディオサンプルが出力されるが、より精細にオーディオサンプル補正を行うようにしてもよい。例えば、累積サンプル記憶部 21 で記憶しているサンプル数が 43、86、128 となる毎に、それぞれ 1 オーディオサンプルを出力するようにしてもよい。この場合、累積サンプル数修正部 23 は 3 オーディオサンプルが出力されるごとに、累積サンプル数記憶部 21 から 128 を差し引くようにしておけばよい。

【0041】オーディオサンプル調整部 3 は、オーディオデコーダ 106 が出力する PCM 伸長された複数のオーディオサンプルを含むオーディオデータに対して、オーディオサンプルずれ演算部 2 で算出したオーディオサンプルずれ量の挿入もしくは削除を行うことにより再生すべきオーディオ再生データを生成する。オーディオサンプル調整部 3 は、モノラル、ステレオあるいはマルチチャンネルオーディオ再生に対応してよい。オーディオサンプル調整部 3 は、これらの通信方式に応じて任意のチャンネル数分のサンプル調整器から構成されている。

【0042】図 4 はステレオ再生の場合のオーディオサンプル調整部 3 を例示しており、L チャンネルおよび R チャンネルのそれぞれに対してサンプル調整器 3L および 3R が用意されている。図 5 はサンプル調整器 3L の詳細を示す図である。オーディオデコーダ 106 から出力されたオーディオデータは、一旦入力バッファ 31 に所定のオーディオサンプル数 (N オーディオサンプル) だけ蓄えられる。一方、サンプル調整制御器 33 にはオーディオサンプルずれ演算部 2 で算出された挿入もしくは削除すべきオーディオサンプル数が更新される毎に挿入もしくは削除すべきオーディオサンプル数が入力される。サンプル調整制御器 33 は一回の処理で挿入もしくは削除するオーディオサンプル数を決定する。一回の処理で多くのオーディオサンプルを挿入もしくは削除すると、得られるオーディオ再生データの歪みがより大きくなる。そこで、この実施形態では 1 回の処理で 1 オーディオサンプルの挿入もしくは削除を行い、複数のオーディオサンプルの挿入もしくは削除を行う場合は、同時に複数のオーディオサンプルを処理するのではなく、一定の時間をおいて処理することとする。例えば、欧州 DAB の場合は、MPEG Layer 2 を採用しているので、サンプル調整制御器 33 はオーディオフレーム周期である 24 ms 毎に 1 オーディオサンプルの挿入もしくは削除を行うように制御する。このように、複数のオーディオサンプルを 1 オーディオサンプルずつ所定の時間

間隔 (例えば 1 オーディオフレーム周期) で複数回に分けて挿入、削除処理するように制御することにより、より歪みの少ないオーディオ再生データが得られる。出力選択器 34 は、サンプル調整制御器 33 からの制御信号にตอบสนองして、入力バッファ 31 の出力とクロスフェード処理部 32 の出力とのうちのどちらか一方を、再生すべきオーディオ再生データとして選択的にオーディオ再生器 (不図示) へと出力する。オーディオ再生器 (不図示) はオーディオ再生データに基づき音声を再生する。

10 サンプル調整制御器 33 がオーディオサンプルの挿入もしくは削除を行うよう制御した場合には、クロスフェード処理部 32 からの補正オーディオデータをオーディオ再生データ出力として選択し、サンプル調整制御器 33 がオーディオサンプルの挿入もしくは削除を行わない場合には、入力バッファ 31 からのオーディオデータをオーディオ再生データ出力として選択する。

【0043】次に、オーディオサンプルの挿入もしくは削除を行い、オーディオ再生データを生成するためのクロスフェード処理部 32 について、図 6 を参照しながら説明する。クロスフェード処理部 32 は、アドレス生成器 315 と、2 つの可変利得アンプ 311 および 312 と、利得制御器 314 と、2 つの可変利得アンプ 311 および 312 の出力を加算する加算器 313 とを有している。以下、クロスフェード処理部 32 の具体的な動作について説明する。本実施形態では、PCM オーディオデータに 1 サンプルの挿入もしくは削除を行う場合について述べるが、複数サンプルの場合も同様の処理で実現可能であることは理解される。

【0044】アドレス生成器 315 は、入力バッファ 31 から出力される複数のオーディオサンプル (N オーディオサンプル分) を順次指定するようなアドレス ADDR1 (ADDR1=1, 2, 3, ..., N) を出力する。一方、サンプル制御器 33 の出力が正の場合にはサンプルの挿入、負の場合にはサンプルの削除を行うので、もう一つのアドレス ADDR2 は、ADDR1 からサンプル調整制御器 33 の出力 (オーディオサンプルずれ量) を引いたアドレスになるようにアドレス生成器 315 で生成される。アドレス生成器 315 は ADDR2 が N を出力した時点でアドレスの生成を完了し、入力バッファ 31 に入力されたオーディオサンプルに対する出力処理を完了することにより、オーディオサンプルの挿入または削除が行える。その後、入力バッファ 31 にオーディオデコーダ 106 から新しいオーディオサンプルが入力された場合も同様の処理を繰り返す。ADDR1 および ADDR2 は入力バッファ 31 に入力され、ADDR1 および ADDR2 に対応したオーディオサンプル S (ADDR1)、S (ADDR2) が出力される。但し、ADDR2 が 0 以下の場合は、オーディオサンプル S (ADDR2) として 0 が出力される。オーディオサンプル S (ADDR1) および S (ADDR2) は、それぞれ第 1 および第 2 の可変利得アンプ 311 および 312 に入力され、(数 1) に示すように利得 GA1

およびGA2が掛けられ、加算器313で加算されサンプル補償された補正PCMオーディオデータSOUTとして出力される。

【0045】

【数1】

$$\begin{aligned} SOUT &= GA1 \cdot S(ADDR1) + GA2 \cdot S(ADDR2) \\ GA2 &= 1 - GA1 \end{aligned}$$

第1および第2の可変利得アンプ311および312の利得GA1およびGA2は利得制御器314により図8のように制御される。2つの可変利得アンプの利得の和は常に1であり、第1の可変利得アンプに対する利得は、ADDR2=0または1の時には利得GA1=1であり、徐々に小さくなってADDR2=NでGA1=0となる。ADDR2に対する利得は、ADDR2=0または1の時にはGA2=0であり、徐々に大きくなり、ADDR2=NでGA2=1となる。

【0046】オーディオデコーダ106の出力オーディオデータに1サンプルを挿入する例について具体的に説明する。サンプル調整制御器33から+1がクロスフェード処理部32に入力され、オーディオデコーダ106から入力バッファ31に複数のPCMオーディオサンプルが入力される。この場合、アドレス生成器315はまず、ADDR1=1、ADDR2=ADDR1-1=0を出力する。利得制御器314は、第1の可変利得アンプ311の利得を1、第2の可変利得アンプ312の利得を0に制御し、2つの可変利得アンプの出力が加算器313で加算される。続いて、ADDR1=2、ADDR2=1が出力される。この場合は、先ほどと同様、第1の可変利得アンプ311の利得はGA1=1、第2の可変利得アンプ312の利得はGA2=0である。ADDR1=3、ADDR2=2になると、第1の可変利得アンプ311の利得はGA1=1-1/N、第2の可変利得アンプ312の利得はGA2=1-GA1=1/Nとなる。第2の可変利得アンプ312には第1の可変利得アンプ311より1サンプル遅延した信号が入力されている。順次、アドレスADDR1、ADDR2が大きくなるにつれ、第1の可変利得アンプ311に入力される信号と第2の利得アンプ312に入力される信号（第1の可変利得アンプ311の入力信号より1サンプル遅延した信号）がクロスフェードされ滑らかにつながれ、クロスフェード処理部32が出力する最終オーディオサンプル（N+1番目）は入力バッファ31の最終オーディオサンプル（N番目）と同じになる。アドレス生成器315は、ADDR2を0からNまでのN+1サンプル分生成するため、オーディオサンプル調整部3から出力されるオーディオサンプルは1サンプルだけ増加したことになる。

【0047】次に、オーディオデコーダ106の出力サンプルから1サンプルを削除する例について具体的に説明する。サンプル調整制御器33から-1がクロスフェード処理部32に入力され、入力バッファ31にオーディオデコーダ106からPCMオーディオ出力が入力さ

れる。この時、アドレス生成器315はADDR1=1、ADDR2=ADDR1-(1)=2を出力する。利得制御器314は、第1の可変利得アンプ311の利得をGA1=1-1/N、第2の可変利得アンプ312の利得をGA2=1/Nに制御し、2つの可変利得アンプの出力が加算器313で加算される。ADDR1=2、ADDR2=3になると、第1の可変利得アンプ311の利得は1-2/N、第2の可変利得アンプ312の利得は1-GA1=2/Nとなる。第2の可変利得アンプ312には第1の可変利得アンプ311より1サンプル進んだ信号が入力されている。順次、アドレスADDR1、ADDR2が大きくなるにつれ、第1の可変利得アンプ311に入力される信号と第2の利得アンプ312に入力される信号（第1の可変利得アンプ311の入力信号より1サンプル進んだ信号）がクロスフェードされ滑らかにつながれ、クロスフェード処理部32が出力する最終オーディオサンプル（N-1番目）は入力バッファ31の最終オーディオサンプル（N番目）と同じになる。アドレス生成器315は、ADDR2を2からNまでのN-1サンプル分生成するため、オーディオサンプル調整部3から出力されるサンプルが1サンプルだけ減少したことになる。

【0048】このように、本実施形態においては、利得制御器が、第1の可変利得アンプに対しては、最初はゲインが大きく、徐々にゲインを下げるように制御し、第2の可変利得アンプに対しては、最初はゲインが小さく、徐々にゲインを上げるように制御する。

【0049】以上のように、クロスフェード処理部32により1サンプルの挿入、削除を複数のサンプルに渡りクロスフェードすることにより歪みを抑えながら実現することができる。クロスフェード期間は少なくとも2ms以上が望ましい。オーディオサンプルのサンプリング周波数が48kHzの場合は、クロスフェードするサンプル数：Nは96以上が望ましいことになる。サンプル調整制御器33はオーディオサンプルずれ演算部2から受け取った挿入もしくは削除すべきサンプル数が複数の場合には、一定周期、例えばMPEGのオーディオフレーム周期：24msで1サンプルずつ挿入あるいは削除するようにクロスフェード処理部を制御することにより、複数サンプルの挿入を実現できる。

【0050】このようにして、オーディオサンプルを挿入または削除して、なめらかにされたオーディオ再生データを生成することが可能になる。従って、本実施形態においては、たとえ送信側のクロック信号と受信側のクロック信号とがずれていた場合にも、良好に音声を再生することができる。好適な実施形態では、再生された音声は、送信されたオーディオデータに従った、音飛びや再生されないオーディオサンプルを含まない。

【0051】より具体的には、本実施形態のデジタルオーディオ受信機を用いれば、OFDM伝送を利用したデジタル伝送においてMPEGオーディオ再生において送

信側と受信側のクロック偏差により発生するオーディオ信号のずれを補正し、音の瞬断のない安定したオーディオ再生を行うことも可能である。

【0052】本実施形態においては、DABなどのOFDM方式を採用した通信に用いられるデジタルオーディオ受信機について詳述した。しかし、その他の通信方式を採用した通信システムの受信機としても本発明の受信機は使用されてもよい。例えば、伝送フレームが少なくとも反射波を防ぐためのガード領域を有しており、アナログ信号を所定のクロック周波数でサンプリング等を用いてデジタル化することが望まれる通信方式において、本発明のデジタルオーディオ受信機は好適に適用される。

【0053】

【発明の効果】以上のように、本発明のデジタルオーディオ受信機によれば、固定周波数の発振器を用いながら、伝送路特性を示す信号によりフレーム処理開始位置を調整することにより、シンボル干渉の影響を低減するとともに、調整サンプル数の累積値を用いて送受信間のクロック信号の周波数におけるずれによるオーディオサ

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のデジタルオーディオ受信機の構成を示す図である。

【図2】本発明のデジタルオーディオ受信機が有するフレーム処理開始位置制御部の構成を示す図である。

【図3】本発明のデジタルオーディオ受信機が有するオーディオサンプルずれ演算部の構成を示す図である。

【図4】本発明のデジタルオーディオ受信機が有するオーディオサンプル調整部の構成を示す図である。

【図5】本発明のデジタルオーディオ受信機が有するサンプル調整器を示す図である。

【図6】本発明のデジタルオーディオ受信機が有するク

ロスフェード処理部を示す図である。

【図7】送受信間のクロック信号ずれとCIRパワー特性の関係を説明する図である。

【図8】アドレス生成器のアドレスに対する可変利得アンプの利得特性を示す図である。

【図9】従来のデジタルオーディオ受信機の構成を示す図である。

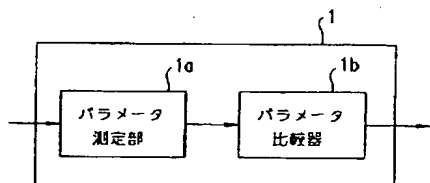
【図10】欧州デジタル音声放送のDAB伝送フレームの構成を説明する図である。

【図11】CIRパワー特性の一例を示す図である。

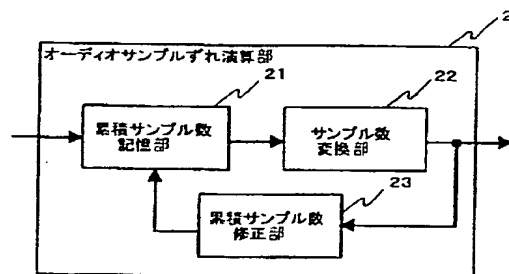
【符号の説明】

- 1 フレーム処理開始位置制御部
- 2 オーディオサンプルずれ演算部
- 3 オーディオサンプル調整部
- 21 累積サンプル数記憶部
- 22 サンプル数変換部
- 23 累積サンプル数修正部
- 31 入力バッファ
- 32 クロスフェード処理部
- 33 サンプル調整制御器
- 34 出力選択器
- 311 第1の可変利得アンプ
- 312 第2の可変利得アンプ
- 313 加算器
- 315 アドレス生成器
- 100 RF回路
- 101 AD変換器
- 102 ヌルシンボル検出器
- 103 OFDM復調器
- 104 デジタル復調器
- 105 誤り訂正回路
- 106 オーディオデコーダ
- 107 CIR演算器
- 115 ADクロック信号発生器

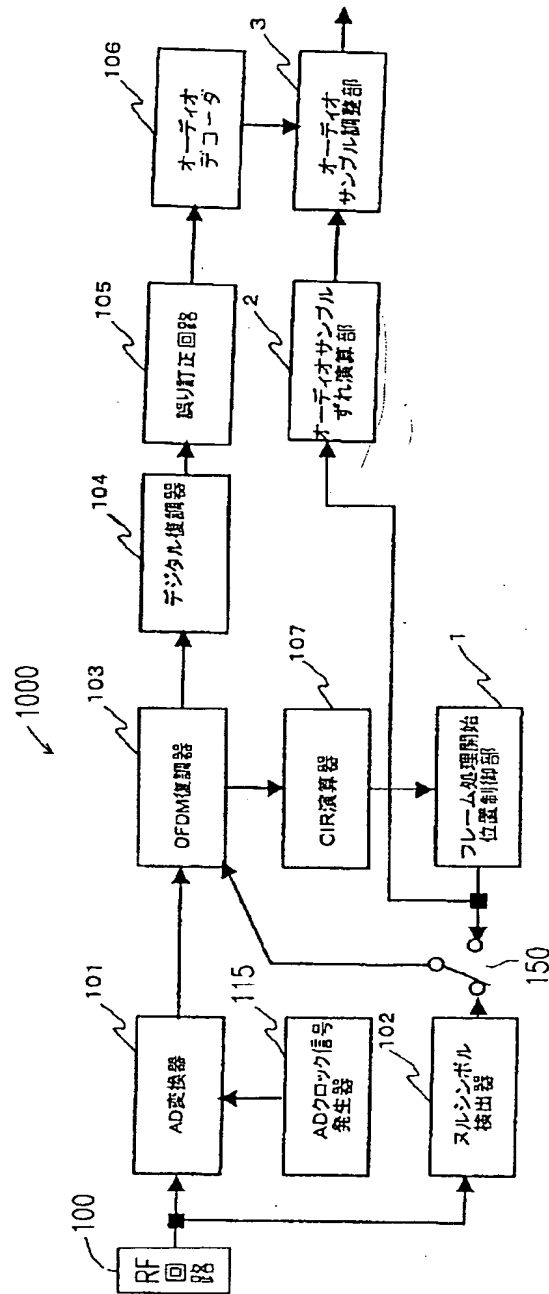
【図2】



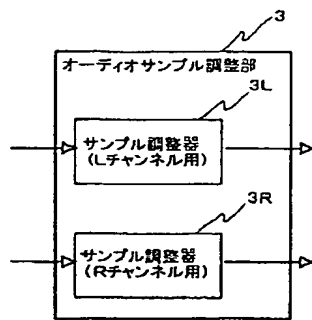
【図3】



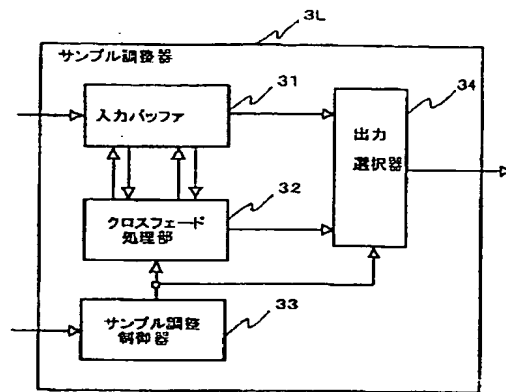
【図1】



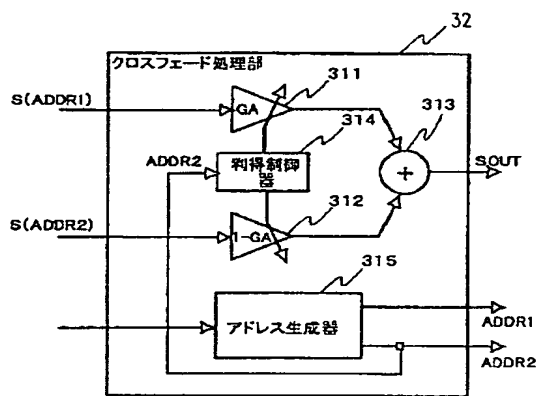
【図 4】



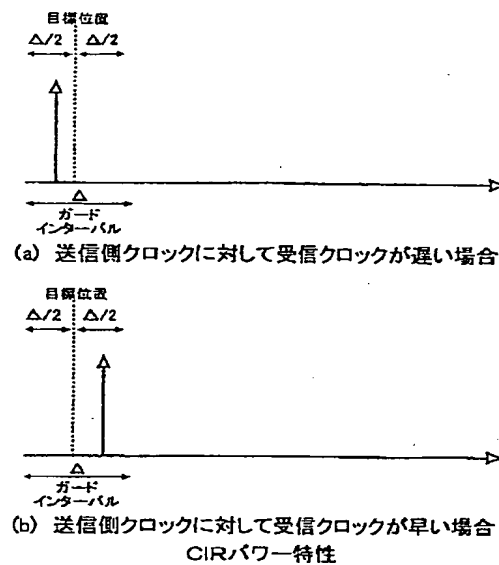
【図 5】



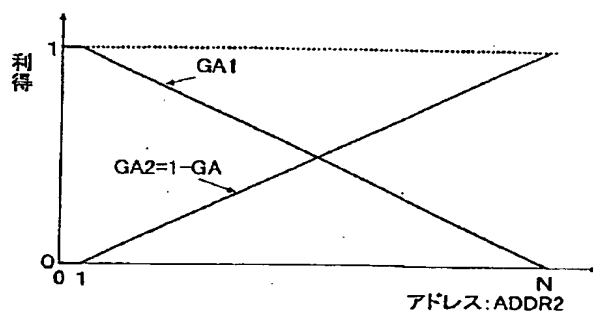
【図 6】



【図 7】



【図 8】

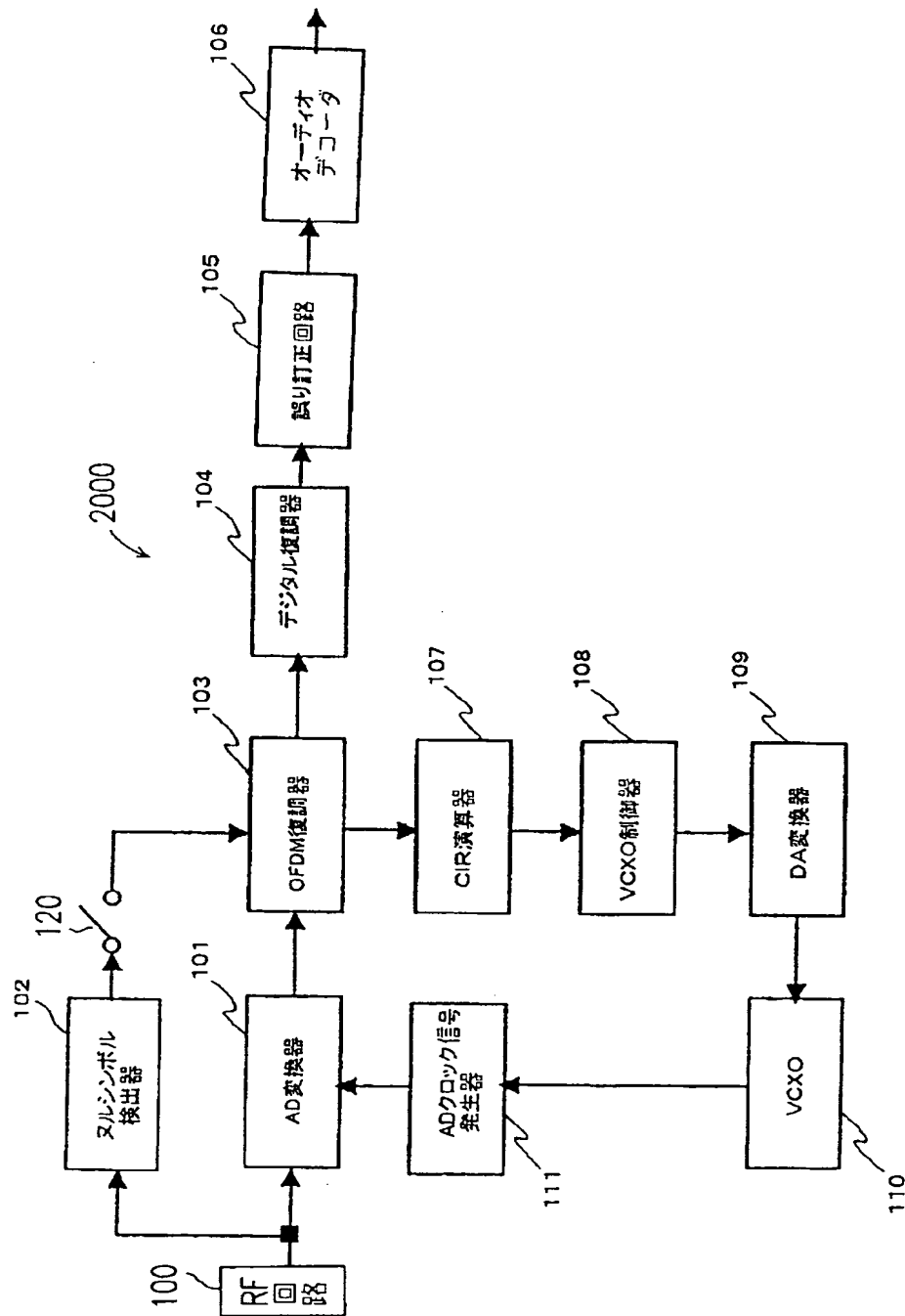


アドレス: ADDR2に対する第1および第2の変利得アンプ特性

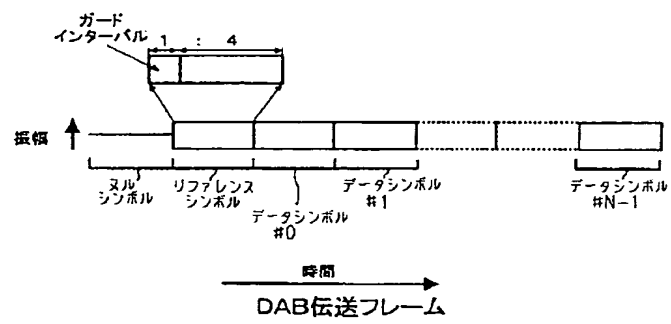
【図 11】



【図9】



【図10】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☒ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.